

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11) 特許番号

特許第3429747号
(P3429747)

(45) 発行日 平成15年7月22日(2003.7.22)

(24) 登録日 平成15年5月16日(2003.5.16)

(51) IntCl.⁷

H 0 4 J 11/00
1/00

識別記号

F I

H 0 4 J 11/00
1/00

Z

請求項の数22(全 16 頁)

(21) 出願番号 特願2000-544108(P2000-544108)

(86) (22) 出願日 平成10年4月14日(1998.4.14)

(65) 公表番号 特表2002-511710(P2002-511710A)

(43) 公表日 平成14年4月16日(2002.4.16)

(86) 国際出願番号 P C T / E P 9 8 / 0 2 1 7 0

(87) 国際公開番号 W O 9 9 / 0 5 3 6 6 6

(87) 国際公開日 平成11年10月21日(1999.10.21)

審査請求日 平成12年10月24日(2000.10.24)

(73) 特許権者 500480838

フラウンホッフアーゲーゼルシャフト
ツァー フォルデルング ダー アンゲ
ヴァンドテン フォルシュング イー
ヴィ.

ドイツ, ミュンヘン ディー-80636,
レオンロードシュトラッセ 54

(72) 発明者

エバーレイン, エルンスト
ドイツ, グロッセンゼーバッハ ディー
-91091, ヴァルトシュトラッセ 28
ビー

(74) 代理人

100094145
弁理士 小野 由己男

審査官 高野 洋

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多重搬送波システムにおける周波数粗同期

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】 少なくとも1つの有用なシンボルと、振幅変調ビットシーケンスである参照シンボル(166)とを含むフレーム構造を有する信号を復調可能な復調システムにおける発振器周波数からの搬送波周波数偏差を補償する周波数粗同期を行う方法であって、前記信号を受信するステップと、該受信した信号をダウンコンバートするステップと、該ダウンコンバートした信号の振幅復調を行い、エンベ

ロープを生成するステップと、該エンベロープを所定の参照パターンと相関させて、前記搬送波周波数偏差を決定するステップと、該搬送波周波数偏差に基づいて、前記発振器周波数を制御するステップと、を含む、方法。

【請求項2】 前記搬送波周波数偏差は、次のように決定され、

【数1】

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^L \tilde{r}(k) \cdot S_{AM}^*(k) \right) \quad (\text{数 1})$$

(以下、文中において \tilde{r} を r と表記する。)

式中、 $r \sim$ は、前記受信信号の前記エンベロープの値を表し、

S_{AM} は、前記所定の参照パターンの値の複素共役を表し、

T_{MCM} は、前記有用なシンボルの持続期間を表し、

k は、インデックスを表し、

$L/2$ は、前記周波数粗同期に使用されるシーケンスの長さの半分を表す、請求項1記載の方法。

【請求項3】 少なくとも1つの有用なシンボルと、2つの同一シーケンスを含む、振幅変調ビットシーケンスである参照シンボルとを含むフレーム構造を有する信号を復調可能な復調システムにおける発振器周波数からの搬送波周波数偏差を補償する周波数粗同期を行う方法であって、

前記信号を受信するステップと、

該受信した信号をダウンコンバートするステップと、

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi \frac{L}{2} T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \tilde{r} \left(k + \frac{L}{2} \right) \cdot \tilde{r}^*(k) \right) \quad (\text{数 } 2)$$

(以下、文中において \tilde{r} を $r \sim$ と表記する。)

式中、 $r \sim$ は前記部分の値を表し、

$r^* \sim$ は、前記部分の前記値の複素共役を表し、

T_{MCM} は、前記有用なシンボルの持続期間を表し、

k は、インデックスを表し、

L は、前記参照シンボルの前記2つのシーケンスの値の

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi \frac{L}{2} T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \left[\tilde{r} \left(k + \frac{L}{2} \right) \cdot \tilde{r}^*(k) \right] \cdot \left[S_{AM}(k) S_{AM}^* \left(k + \frac{L}{2} \right) \right] \right) \quad (\text{数 } 3)$$

式中、 $r \sim$ は前記部分の値を表し、

$r^* \sim$ は、前記部分の前記値の複素共役を表し、

T_{MCM} は、前記有用なシンボルの持続期間を表し、

k は、インデックスを表し、

L は、前記参照シンボルの前記2つのシーケンスの値の数を表し、

S_{AM} は、前記同一シーケンスの値を表し、

S_{AM}^* 前記同一シーケンスの前記値の複素共役を表す、

請求項4記載の方法。

【請求項7】 前記信号は、直交周波数分割多重信号である、請求項1記載の方法。

【請求項8】 前記振幅復調を行うステップに先だって、前記受信したダウンコンバート済み信号の高速自動利得制御を行うステップをさらに含む、請求項1記載の方法。

【請求項9】 前記振幅復調を行うステップは、アルファベータ法を用いて前記信号の振幅を計算するステップを含む、請求項1記載の方法。

【請求項10】 前記受信したダウンコンバート済み信

該ダウンコンバートした信号の振幅復調を行い、エンベロープを生成するステップであって、該エンベロープは前記同一シーケンスに基づく2つの部分を有する、ステップと、

該エンベロープの前記部分の一方を前記部分の他方と相関させて、前記搬送波周波数偏差を決定するステップと、

該搬送波周波数偏差に基づいて、前記発振器周波数を制御するステップと、を含む、方法。

【請求項4】 前記相関するステップはさらに、前記2つの部分の対応する値を、前記2つのシーケンスの対応する値で重み付けすることを含む、請求項3記載の方法。

【請求項5】 前記搬送波周波数偏差は、次のように決定され、

【数2】

数を表す、請求項3記載の方法。

【請求項6】 前記搬送波周波数偏差は、次のように決定され、

【数3】

号の各振幅をサンプリングするステップと、該サンプリングした振幅を、所定の閾値と比較して、前記振幅復調を行うために、ビットシーケンスを生成するステップと、をさらに含む、請求項1記載の方法。

【請求項11】 前記受信したダウンコンバート済み信号の各振幅をサンプリングするステップはさらに、前記受信したダウンコンバート済み信号のオーバーサンプリングを行うステップを含む、請求項10記載の方法。

【請求項12】 少なくとも1つの有用なシンボルと、振幅変調ビットシーケンスである参照シンボルとを含むフレーム構造を有する信号を復調可能な復調システムにおける発振器周波数からの搬送波周波数偏差を補償する周波数粗同期を行う装置であって、

前記信号を受信する受信手段と、

該受信した信号をダウンコンバートするダウンコンバータと、

該ダウンコンバートした信号の振幅復調を行い、エンベロープを生成する振幅復調器と、

該エンベロープを所定の参照パターンと相関させて、前

記搬送波周波数偏差を決定する相関器と、
該搬送波周波数偏差に基づいて、前記発振器周波数を制御する手段と、を備える、装置。

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^L \tilde{r}(k) \cdot S_{AM}^*(k) \right)$$

式中、 \tilde{r} は、前記部分の前記エンベロープの値を表し、
 S_{AM}^* は、前記同一シーケンスの値の複素共役を表し、
 T_{MCM} は、前記有用なシンボルの持続期間を表し、
 k は、インデックスを表し、
 $L/2$ は、前記参照パターンの値の数を表す、請求項1記載の装置。

【請求項14】 少なくとも1つの有用なシンボルと、
2つの同一シーケンスを含む、振幅変調ビットシーケンスである参照シンボルとを含むフレーム構造を有する信号を復調可能な復調システムにおける発振器周波数からの搬送波周波数偏差を補償する周波数粗同期を行う装置であって、
前記信号を受信する受信手段と、
該受信した信号をダウンコンバートするダウンコンバー

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi \frac{L}{2} T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \tilde{r} \left(k + \frac{L}{2} \right) \cdot \tilde{r}^*(k) \right)$$

式中、 \tilde{r} は前記部分の値を表し、
 \tilde{r}^* は、前記部分の前記値の複素共役を表し、
 T_{MCM} は、前記有用なシンボルの持続期間を表し、
 k は、インデックスを表し、
 L は、前記参照シンボルの前記2つのシーケンスの値の

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi \frac{L}{2} T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \left[\tilde{r} \left(k + \frac{L}{2} \right) \cdot \tilde{r}^*(k) \right] \cdot \left[S_{AM}(k) S_{AM}^* \left(k + \frac{L}{2} \right) \right] \right) \quad (\text{数 } 3)$$

式中、 \tilde{r} は前記部分の値を表し、
 \tilde{r}^* は、前記部分の前記値の複素共役を表し、
 T_{MCM} は、前記有用なシンボルの持続期間を表し、
 k は、インデックスを表し、
 L は、前記参照シンボルの前記2つのシーケンスの値の数を表し、
 S_{AM} は、前記同一シーケンスの値を表し、
 S_{AM}^* は前記同一シーケンスの前記値の複素共役を表す、請求項15記載の装置。

【請求項18】 前記信号は、直交周波数分割多重信号である、請求項13記載の装置。

【請求項19】 前記振幅復調器の前に、前記受信したダウンコンバート済み信号の高速自動利得制御を行う手段をさらに備える、請求項13記載の装置。

【請求項20】 前記振幅復調器は、アルファ_Mペー

【請求項13】 前記搬送波周波数偏差は、次のように決定され、

【数4】

(数4)

タと、
該ダウンコンバートした信号の振幅復調を行い、エンベロープを生成する振幅復調器であって、該エンベロープは前記同一シーケンスに基づく2つの部分を有する、振幅復調器と、
該エンベロープの前記部分の一方を前記部分の他方と相関させて、前記搬送波周波数偏差を決定する相関器と、
該搬送波周波数偏差に基づいて、前記発振器周波数を制御する手段と、を備える、装置。

【請求項15】 前記相関器は、前記2つの部分の対応する値を、前記2つのシーケンスの対応する値で重み付ける手段を備える、請求項14記載の装置。

【請求項16】 前記搬送波周波数偏差は、次のように決定され、

【数5】

(数2)

数を表す、請求項13記載の装置。

【請求項17】 前記搬送波周波数偏差は、次のように決定され、

【数6】

タ_M法を用いて前記信号の振幅を計算する手段を備える、請求項13記載の装置。

【請求項21】 前記受信したダウンコンバート済み信号の各振幅をサンプリングする手段をさらに備え、前記振幅復調器は、前記サンプリングした振幅を所定の閾値と比較して、ビットシーケンスを生成する手段を備える、請求項13記載の装置。

【請求項22】 前記サンプリング手段は、前記受信したダウンコンバート済み信号をオーバーサンプリングする手段を備える、請求項21記載の装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】 【発明の分野】

本発明は、復調システムにおける発振器周波数からの搬送波周波数偏差を補償する周波数粗同期を行うための方法および装置に関する。特に、本発明は、少なくとも1

つの有用なシンボルと、参照シンボルとを含むフレーム構造を有する多重搬送波変調 (MCM) 信号についての復調システムにおけるかかる方法および装置に関する。

【0002】本発明は特に、デジタル放送に直交周波数分割多重変調方式 (OFDM) を使用するMCM伝送システムにおいて有用である。

【0003】[発明の背景]

多重搬送波伝送システム (MCM、OFDM) では、搬送波周波数オフセットの影響が、単一搬送波伝送システムよりも実質的にはるかに顕著である。MCMは、位相雑音と、振幅歪みおよびインターキャリア干渉 (ICI) として生じる周波数オフセットに対してより敏感である。インターキャリア干渉は、副搬送波が互いに関してもはや直交しなくなるという影響を有する。周波数オフセットは、電源投入後、またはその後にもベースバンドへのダウンコンバートに使用される発振器の周波数偏差により生じる。自走発振器の周波数に典型的な精度は、搬送波周波数±約50ppmである。例えば、搬送波周波数が2.34GHzのSバンドにある場合に、100KHzを越える極大発振器 (LO) 周波数偏差 (117.25KHz) がある。上記作用により、周波数オフセット修正に用いるアルゴリズムに対する要件が高くなる。

【0004】[従来技術の説明]

周波数同期についての従来技術によるアルゴリズムは殆ど、周波数修正を2つの段階に分けている。第1段階において、粗同期が行われる。第2段階において、精細な修正を達成することができる。搬送波周波数の粗同期についての周波数使用アルゴリズムは、周波数領域において特殊なスペクトルパターンを持つ同期シンボルを使用する。このような同期シンボルは、例えばCAZAC

(CAZAC=Constant Amplitude Zero Autocorrelation) シーケンスである。受信信号のパワースペクトルと、伝送信号のパワースペクトルとの比較、すなわち相関を通して、周波数搬送波オフセットを大まかに推定することができる。これらの従来技術によるアルゴリズムはすべて、周波数領域において機能する。例えば、Ferdinand Clasen, Heinrich Meyrの「Synchronization Algorithms for an OFDM System for Mobile Communication」(ITG-Fachtagung 130, Codierung für Quelle, Kanal und Übertragung, pp.105-113, Oct. 26-28, 1994)、およびTimothy M. Schmidl, Donald C. Coxの「Low-Overhead, Low-Complexity [Burst] Synchronization for OFDM」(IEEE International Conference on Communication ICC 1996議事録, pp.1301-1306(1996))を参照されたい。

【0005】搬送波周波数の粗同期について、Paul H. Mooseの「A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction」(IEEE Transaction On Communications, Vol. 42, No. 10,

1994年10月)は、副搬送波の距離が、受信した搬送波と、伝送した搬送波の間の最大周波数差分よりも大きくなるように、副搬送波間の間隔を増大することを提案している。副搬送波の距離は、高速フーリエ変換により変換されるサンプル値の数を低減することで、増大される。これは、高速フーリエ変換により変換されるサンプル値の数が低減することに対応する。

【0006】WO9800946Aは、OFDM信号のタイミングおよび周波数同期についてのシステムに関する。OFDMトレーニングシンボルは、2データフレーム未満で完全な同期を得るために使用される。OFDMトレーニングシンボルは、好ましくはフレーム毎に少なくとも一度、OFDM信号に配置される。第1のOFDMトレーニングシンボルは、偶数番号のOFDM副搬送波を変調する一方で、奇数番号のOFDM副搬送波を抑制することにより生成される。したがって、第1のOFDMトレーニングシンボルは、第1の所定の疑似雑音シーケンスでこのシンボルの偶数番号の搬送波を変調することによって生成される。この結果、偶数番号の副搬送波周波数はそれぞれシンボル間隔の半分毎に繰り返されるため、2つの同一の半分を有する時間領域OFDMシンボルになる。搬送波周波数オフセットが副搬送波帯域幅よりも大きくない場合、搬送波周波数オフセットは、第1のOFDMトレーニングシンボルの2つの半分間の位相差を用いて、決定することができる。搬送波周波数オフセットが副搬送波帯域幅よりも大きくなりえる場合には、第2の所定の疑似雑音シーケンスを使用して、このシンボルの偶数番号の周波数を変調することで、かつ第3の所定の疑似雑音シーケンスを使用してこのシンボルの奇数番号の搬送波を変調することで形成される第2のOFDMトレーニングシンボルが用いられる。この第2のOFDMトレーニングシンボルは、搬送波周波数オフセットの整数部分を決定するために使用される。この整数部分と、第1のOFDMトレーニングシンボルから決定される正または負の分数部分とは、周波数粗同期を行うために使用される。搬送波周波数オフセットの整数部分を決定するためには、2つのトレーニングシンボルを高速フーリエ変換する必要がある。

【0007】[発明の概要]

本発明の目的は、MCM信号における副搬送波距離の複数に対応する周波数オフセットの場合であっても、周波数粗同期を行うための方法および装置を提供することにある。

【0008】第1の態様によれば、本発明は、少なくとも1つの有用なシンボルと、振幅変調ビットシーケンスである参照シンボルとを含むフレーム構造を有する信号を復調可能な復調システムにおける発振器周波数からの搬送波周波数偏差を補償する周波数粗同期を行う方法であって、前記信号を受信するステップと、該受信した信号をダウンコンバートするステップと、該ダウンコンバ

ートした信号の振幅復調を行い、エンベロープを生成するステップと、該エンベロープを所定の参照パターンと相関させて、前記搬送波周波数偏差を決定するステップと、該搬送波周波数偏差に基づいて、前記発振器周波数を制御するステップと、を含む方法を提供する。

【0009】第2の態様によれば、本発明は、少なくとも1つの有用なシンボルと、2つの同一シーケンスを含む、振幅変調ビットシーケンスである参照シンボルとを含むフレーム構造を有する信号を復調可能な復調システムにおける発振器周波数からの搬送波周波数偏差を補償する周波数粗同期を行う方法であって、前記信号を受信するステップと、該受信した信号をダウンコンバートするステップと、該ダウンコンバートした信号の振幅復調を行い、エンベロープを生成するステップであって、該エンベロープは前記同一シーケンスに基づく2つの部分を有するステップと、該エンベロープの前記部分の一方を前記部分の他方と相関させて、前記搬送波周波数偏差を決定するステップと、該搬送波周波数偏差に基づいて、前記発振器周波数を制御するステップと、を含む方法を提供する。

【0010】第3の態様によれば、本発明は、少なくとも1つの有用なシンボルと、振幅変調ビットシーケンスである参照シンボルとを含むフレーム構造を有する信号を復調可能な復調システムにおける発振器周波数からの搬送波周波数偏差を補償する周波数粗同期を行う装置であって、前記信号を受信する受信手段と、該受信した信号をダウンコンバートするダウンコンバータと、該ダウンコンバートした信号の振幅復調を行い、エンベロープを生成する振幅復調器と、該エンベロープを所定の参照パターンと相関させて、前記搬送波周波数偏差を決定する相関器と、該搬送波周波数偏差に基づいて、前記発振器周波数を制御する手段と、を備える装置を提供する。

【0011】第4の態様によれば、本発明は、少なくとも1つの有用なシンボルと、2つの同一シーケンスを含む、振幅変調ビットシーケンスである参照シンボルとを含むフレーム構造を有する信号を復調可能な復調システムにおける発振器周波数からの搬送波周波数偏差を補償する周波数粗同期を行う装置であって、前記信号を受信する受信手段と、該受信した信号をダウンコンバートするダウンコンバータと、該ダウンコンバートした信号の振幅復調を行い、エンベロープを生成する振幅復調器であって、該エンベロープは前記同一シーケンスに基づく2つの部分を有する振幅復調器と、該エンベロープの前記部分の一方を前記部分の他方と相関させて、前記搬送波周波数偏差を決定する相関器と、該搬送波周波数偏差に基づいて、前記発振器周波数を制御する手段と、を備える装置を提供する。

【0012】本発明は、特にMCMシステムにおける、周波数粗同期について新しい方式を提供する。本発明は特に、差分符号化および周波数軸に沿ったマッピングを

用いるシステムにおいて有用である。本発明によれば、周波数粗同期のアルゴリズムは、振幅変調シーケンスにより形成される参照シンボルに基づく。この振幅変調シーケンスシンボルの長さは、有用なシンボルの長さ未満でありうる。本発明によるアルゴリズムは、時間領域または周波数領域において使用することが可能である。周波数オフセットを決定するために、受信したMCMシンボルと所定の参照パターンとの相関が、本発明の第1の実施形態に従って行われる。本発明の第2の実施形態によれば、参照シンボルは、2つの同一な振幅変調シーケンスを少なくとも含み、周波数オフセットは、これらの同一シーケンスに対応する復調部分間の相関に基づいて、決定される。

【0013】参照シンボルの平均振幅は、残りの信号の平均振幅と同一となるよう選択する、すなわち、振幅範囲の中間にある復調された振幅変調シーケンスのサンプルすべてを選択することが好ましい。自動利得制御 (AGC: Automatic Gain Control) の時間定数については、参照シンボルの強信号部分が過度に自動利得制御信号に影響を及ぼさないよう十分に長いものを選択するように、注意すべきである。そうでなければ、振幅変調シーケンス後に発生する信号がひどく減衰されてしまう。

【0014】本発明の好ましい実施形態によれば、参照シンボルの振幅変調シーケンスは、疑似ランダムビットシーケンス (PRBS: Pseudo Random Bit Sequence) となるよう選択される。これは、かかるシーケンスが、可能な限り広くあるべきである相関信号において明瞭な相関最大を持ち、良好な自己相関特性を有するためである。

【0015】本発明の好ましい実施形態によれば、周波数粗同期を、MCM信号のフレーム同期を達成した後、に、振幅変調シーケンスを用いて行うことができる。本発明のアルゴリズムは、時間領域および周波数領域の双方において機能する。副搬送波間隔の±10倍までの周波数オフセットを修正することが可能である。

【0016】以下に、本発明の好ましい実施形態について、添付図面を基にして詳細に説明する。

【0017】[好ましい実施形態の詳細な説明]

本発明を詳細に考察する前に、MCM伝送システムの動作モードについて、図1を参照しながら説明する。本発明について、図1に示すようなMCMシステムを参照しながら説明するが、伝送信号が有用なシンボルと、参照シンボルとを含む限り、本発明を異なる信号伝送と組み合わせ使用することができることは明白である。

【0018】図1を参照して、従来技術によるMCM送信器に略対応するMCM送信器が100に図示される。かかるMCM送信器の説明は、例えば、William Y. Zou, Yiyan Wuの「COFDM: An OVERVIEW」(IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 41, No. 1, 1995年3月)において見つけることができる。

【0019】データソース102は、シリアルビットストリーム104をMCM送信器に提供する。入力されたシリアルビットストリーム104は、この入力されたシリアルビットストリーム104からスペクトル108のシーケンスを生成するビット搬送波マップ106に供給される。逆高速フーリエ変換 (IFFT) 110が、スペクトル108のシーケンスに対して行われ、MCM時間領域信号112を生成する。MCM時間領域信号は、MCM時間信号の有用なMCM信号を形成する。多重通路歪みに起因するシンボル間干渉 (ISI) を防ぐために、ユニット114が、時を遅えず隣接したMCMシンボル間に固定長のガード間隔を挿入するために設けられる。本発明の好ましい実施形態によれば、有用なMCM信号の最後の部分は、同じものを有用なシンボルの前に配置することで、ガード間隔として用いられる。結果得られるMCMシンボルは、図1において115で示され、図4に示すMCMシンボル160に相当する。

【0020】図4は、フレーム構造を有する典型的なMCM信号の構造を示す。MCM時間信号の1つのフレームは、複数のMCMシンボル160から構成される。各MCMシンボル160は、有用なシンボル162と、それに関連するガード間隔164とによって形成される。図4に示すように、各フレームは、1つの参照シンボル166を含む。本発明は、このようなMCM信号と有利に併用可能であるが、しかし、このような信号構造は、伝送された信号が有用な部分と、少なくとも1つの参照シンボルとを含む限り、本発明の実施に必ずしも必要なものではない。

【0021】図4に示す最終的なフレーム構造を得るために、所定数のMCMシンボルそれぞれに1つの参照シンボルを付加するためのユニット116が設けられる。

【0022】本発明によれば、参照シンボルは、振幅変調ビットシーケンスである。したがって、ビットシーケンスの振幅変調は、振幅変調ビットシーケンスのエンベロープが、参照シンボルの参照パターンを定義するように、行われる。振幅変調ビットシーケンスのエンベロープによって定義されるこの参照パターンは、MCM受信器でのMCM信号受信時に検出されなければならない。本発明の好ましい実施形態では、良好な自己相関特性を有する疑似ランダムビットシーケンスが、振幅変調のためのビットシーケンスとして用いられる。

【0023】参照シンボルの長さおよび反復率の選択は、MCM信号が伝送されるチャネルの特性、例えば、チャネルのコヒーレント時間により左右される。さらに、参照シンボルの反復率および長さ、換言すれば、各フレームにおける有用なシンボルの数は、初期同期の平均時間と、チャネルフェージングに起因する同期損失後の再同期の平均時間とを考慮した受信器要件によって決まる。

【0024】図1において118で示す構造を有する、

結果得られるMCM信号は、送信器フロントエンド120に加えられる。大まかに言えば、送信器フロントエンド120において、MCM信号のデジタル/アナログ変換およびアップコンバートが行われる。その後、MCM信号は、チャネル122を介して伝送される。

【0025】続いて、MCM受信器130の動作モードについて、図1を参照しながら手短かに説明する。MCM信号は、受信器フロントエンド132で受信される。受信器フロントエンド132において、MCM信号はダウンコンバートされ、さらに、ダウンコンバートされた信号のアナログ/デジタル変換が行われる。

【0026】ダウンコンバートしたMCM信号は、シンボルフレーム/搬送波周波数同期ユニット134に提供される。

【0027】シンボルフレーム/搬送波周波数同期ユニットの第1の目的は、振幅変調した参照シンボルに基づいて、フレーム同期を行うことである。このフレーム同期は、振幅変調参照シンボルと、MCM受信器に格納された所定の参照パターンの間の相関を基にして行われる。

【0028】シンボルフレーム/搬送波周波数同期ユニットの第2の目的は、MCM信号の周波数粗同期を行うことである。このために、シンボルフレーム/搬送波周波数同期ユニット134は、例えば、送信器の局所発振器と受信器の局所発振器の間の周波数差に起因する搬送波周波数の、大まかな周波数オフセットを決定する周波数粗同期ユニットとして機能する。決定された周波数は、周波数粗修正を行うために用いられる。周波数粗同期ユニットの動作モードについては、図2および図3を参照して以下に詳細に説明する。

【0029】上述したように、フレーム同期ユニット134は、MCM信号における参照シンボルのロケーションを決定する。フレーム同期ユニット134の決定を基にして、参照シンボル抽出ユニット136が、受信器フロントエンド132から来たMCM信号から、フレーム化情報、すなわち参照シンボルを抽出する。参照シンボルの抽出後、MCM信号は、ガード間隔除去ユニット138に加えられる。MCM受信器においてこれまで行われてきた信号処理の結果、有用なMCMシンボルが得られる。

【0030】ガード間隔除去ユニット138から出力される有用なMCMシンボルは、高速フーリエ変換ユニット140に提供されて、有用なシンボルからのスペクトルシーケンスを提供する。その後、スペクトルシーケンスは、搬送波ビットマップ142に提供され、ここで、シリアルビットストリームが回復される。このシリアルビットストリームは、データシンク144に提供される。

【0031】続いて、周波数粗同期ユニットの動作モードについて、図2および図3を参照しながら詳細に説明

する。図2に示すように、受信器フロントエンド132の出力は、アナログ/デジタルコンバータ200に接続される。ダウンコンバートされたMCM信号は、アナログ/デジタルコンバータ200の出力においてサンプリングされて、フレーム/タイミング同期ユニット202に加えられる。好ましい実施形態では、高速のチャネル変動をなくすために、フレーム/タイミング同期ユニットに先立って、高速実行自動利得制御(AGC)(図示せず)が提供される。高速AGCは、チャネルインパルス応答が長く、かつ周波数が選択的にフェージングする多重通路チャネルを介した伝送の場合に、単一経路での通常の低速なAGCに加えて、用いられる。高速AGCは、信号の平均振幅範囲を、参照シンボルの既知の平均振幅に調整する。

【0032】上述したように、フレーム/タイミング同期ユニットは、受信した信号における振幅変調シーケンスを用いて、MCM信号からフレーム化情報を抽出し、さらに、そこからガード間隔を除去する。フレーム/タイミング同期ユニット202の後、周波数粗同期ユニット204に続き、これが、MCM信号の参照シンボルの振幅変調シーケンスに基づいて大まかな周波数オフセットを推定する。周波数粗同期ユニット204において、MCM受信器における発振器周波数に対する、搬送波周波数の周波数オフセットが決定されて、ブロック206において周波数オフセット修正を行う。このブロック206における周波数オフセット修正は、複雑な乗算によって行われる。周波数オフセット修正ブロック206の出力は、図1に示す高速フーリエ変換器140と、搬送波ビットマップ142とで形成されるMCM復調器208に加えられる。

【0033】本発明の周波数粗同期を行うために、いずれの場合でも、振幅復調を事前処理済みのMCM信号に対して行う必要がある。事前処理は、例えば、MCM信号のダウンコンバートおよびアナログ/デジタル変換とすることができる。事前処理済みMCM信号を振幅復調すると、結果としてMCM信号の振幅を表すエンベロープが得られる。

【0034】振幅復調には、単純なアルファ_{max}ベータ_{min}法を用いることができる。この方法は、例えば、Palacherla A. の「DSP-μP Routine Computes Magnitude」(EDN 1989年10月26日)、およびAdams, W. T. およびBradley, J. の「Magnitude Approximations for Microprocessor Implementation」(IEEE Microvol. 3, No. 5, 1983年10月)に記載されている。

【0035】上記アルファ_{max}ベータ_{min}法とは異なる振幅決定法を使用してもよいことは明白である。簡略化のために、振幅計算を現在の振幅が平均振幅よりも上に

あるか下にあるかについての検出に軽減することが可能である。そうすると、出力信号は、相関を行うことにより、大まかな周波数オフセットを決定するために用いることのできる-1/+1シーケンスからなる。この相関は、単純な集積回路(IC)を用いて容易に行うことができる。

【0036】さらに、RFフロントエンドで受信した信号のオーバーサンプリングを行うことができる。例えば、受信した信号を、2回オーバーサンプリングして表現することが可能である。

【0037】本発明の第1の態様によれば、上述した振幅復調を行って得たエンベロープを、所定の参照パターンと相関させることにより、MCM受信器における発振器周波数からの、MCM信号の搬送波周波数オフセットを決定する。

【0038】周波数オフセットがない場合には、受信した参照シンボル $r(k)$ は、次のようなものである。

【0039】

【数7】

$$r(k) = S_{AM}(k) + n(k)$$

式中、 $n(k)$ は「相加性ガウス雑音」を示し、 S_{AM} は送信されたAMシーケンスを表す。計算を単純化するために、相加性ガウス雑音を無視することも可能である。そうすると、以下のようになる。

【0040】

【数8】

$$r(k) = S_{AM}(k)$$

【0041】一定の周波数オフセット Δf が存在する場合には、受信信号は、以下のようになる。

【0042】

【数9】

$$r(k) = S_{AM}(k) \cdot e^{j2\pi\Delta f k T_{MCM}}$$

【0043】周波数オフセットに関する情報は、受信信号 $r(k)$ と、受信器において既知であるAMシーケンス S_{AM} との相関から導出される。

【0044】

【数10】

$$\sum_{k=1}^L r(k) \cdot S_{AM}^*(k) = \sum_{k=1}^L |S_{AM}(k)|^2 e^{j2\pi\Delta f k T_{MCM}}$$

【0045】従って、周波数オフセットは、次のようになる。

【0046】

【数11】

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} r(k) \cdot S_{AM}^*(k) \right) - \frac{1}{2\pi T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} |S_{AM}(k)|^2 \right)$$

【0047】独立変数 $|S_{AM}(k)|^2$ はゼロであるため、周波数オフセットは次のようになる。

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \tilde{r}(k) \cdot S_{AM}^*(k) \right)$$

【0049】本発明による周波数粗同期アルゴリズムの第2の実施形態によれば、図3に示すように少なくとも2つの同一シーケンス300を含む参照シンボルが使用される。図3は、長さがそれぞれ $L/2$ である2つの同一シーケンス300を有するMCM信号の参照シンボルを示している。 L は、参照シンボルの2つのシーケンス300の値の数を表している。

【0050】図3に示すように、振幅変調シーケンス内には、周波数粗同期にあてられる少なくとも2つの同一セクションがある。このような2つのセクションは、それぞれ $L/2$ 個のサンプルを含み、図3の振幅変調シーケンスの終端に図示されている。振幅変調シーケンスは、多数のサンプルを含む。位相の明瞭な観察には、 2π の位相回転を含むのに十分なサンプルのみを用いるべきである。この数は、図3では $L/2$ として定義される。

【0051】続いて、搬送波周波数偏差決定の数学的展開が提示される。図3によれば、次の式が2つの同一シーケンス300に適用される。

【0052】

【数13】

$$s\left(0 < k \leq \frac{L}{2}\right) = s\left(\frac{L}{2} < k \leq L\right)$$

【0053】周波数オフセットが存在しない場合には、次の式8が、受信信号により満たされることになる。

【0054】

【数14】

$$r\left(k + \frac{L}{2}\right) = r(k) \quad 0 < k \leq \frac{L}{2}$$

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi \frac{L}{2} T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \tilde{r}\left(k + \frac{L}{2}\right) \cdot \tilde{r}^*(k) \right) - \frac{1}{2\pi \frac{L}{2} T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} |\tilde{r}(k)|^2 \right)$$

【0062】独立変数 $|\tilde{r}(k)|^2$ はゼロに等しいため、周波数オフセットは次のようになる。

【0063】

【数19】

【0048】

【数12】

(数4)

【0055】 $r(k)$ は、同一シーケンスの値を表す。 k は、各サンプルの1から $L/2$ のインデックスである。

【0056】例えば Δf という周波数オフセットがある場合には、受信信号は、次のようになる。

【0057】

【数15】

$$r(k) = r(k) \cdot e^{j2\pi \Delta f k T_{MCM}}$$

【数16】

$$r\left(k + \frac{L}{2}\right) = r(k) \cdot e^{j2\pi \Delta f \left(k + \frac{L}{2}\right) T_{MCM}}$$

【0058】 $r \sim (k)$ は、同一シーケンスに基づく、受信した部分のサンプル値を表す。周波数オフセットに関する情報は、受信信号 $r \sim (k + L/2)$ の受信信号 $r \sim (k)$ との相関から導出される。この相関は、次の式によって与えられる。

【0059】

【数17】

$$\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \tilde{r}^*\left(k + \frac{L}{2}\right) \tilde{r}(k) = \sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} |r(k)|^2 e^{-j2\pi \Delta f \frac{L}{2} T_{MCM}}$$

$r \sim$ は、上記部分のサンプル値の複素共役を表す。

【0060】したがって、周波数オフセットは次のようになる。

【0061】

【数18】

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi \frac{L}{2} T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \tilde{r}\left(k + \frac{L}{2}\right) \cdot \tilde{r}^*(k) \right)$$

【0064】したがって、上記双方の実施形態におい

て、結果得られる相関出力の最大の周波数部分が、オフセット搬送波の推定値を決定することは明白である。さらに、図2にも示すように、修正はフィードフォワード構造で行われる。

【0065】上述したそれぞれ長さ $L/2$ の2つの同一セクションを有する参照シンボルを用いて、周波数粗同期を行う装置を、図5に示す。

【0066】また、図5には、フレーム/タイミング同期ユニット202も図示する。図5からわかるように、高速自動利得制御（時間定数<MCMシンボル持続期間）を行うユニット400は、フレーム/タイミング同期ユニットの前に設けることができる。フレーム/タイミング同期ユニット202の出力は、抽出ユニット402に接続され、該抽出ユニット402は、最後の L 個のサンプルを参照シンボルから抽出するよう動作可能である。抽出ユニット402の出力は、デマルチプレクサ404に接続され、これは、 L 個のサンプルから、それぞれ $L/2$ の長さを有する2つの同一セクションを回復する。同一セクションは、相関器406に加えられ、該相関器406が上述したように相関を行う。

【0067】相関器406の出力は、演算ユニット40

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi \frac{L}{2} T_{MCM}} \arg \left(\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \left[\tilde{r} \left(k + \frac{L}{2} \right) \cdot \tilde{r}^*(k) \right] \cdot \left[S_{AM}(k) S_{AM}^* \left(k + \frac{L}{2} \right) \right] \right)$$

S_{AM} は、受信器において既知の振幅変調シーケンスを表し、 S_{AM}^* は、その複素共役を表す。

【0070】上記相関は、周波数領域において計算され、独立変数ではなく、むしろ、

【数21】

$$\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \left[\tilde{r} \left(k + \frac{L}{2} \right) \cdot \tilde{r}^*(k) \right] \cdot \left[S_{AM}(k) S_{AM}^* \left(k + \frac{L}{2} \right) \right]$$

の量を使用される。この量は、周波数修正の関数として最大となる。最大の位置は、周波数偏差の推定値を決定する。上述したように、修正は、フィードフォワード構造で行われる。

【0071】本発明による第3の実施形態に従って周波数粗同期を行う装置のブロック図を、図6に示す。

【0072】図6の左側の分岐に示すブロック400、202、402、404、および406は、図5の各ブロックに対応する。図6の右側の分岐には、既知のAMシーケンスの準備が示されている。既知のAMシーケンスは、メモリ420から読み出されて抽出ユニット422に加えられ、抽出ユニット422がそこから最後の L 個のサンプルを抽出する。抽出ユニット422の出力は、1つの入力と2つの出力とを有するデマルチプレクサ424に接続されて、それぞれ $L/2$ の長さを有する同一セクションを回復する。デマルチプレクサの双方の出力は、相関器426に接続され、これが2つの同一セ

8に接続され、ここで相関器406の出力信号に対して独立変数演算が行われる。演算ユニット408の出力は、この出力を $1/2\pi(L/2)T_{MCM}$ で乗算する乗算器410に接続される。 $e^{-j\pi\Delta f_{MCM}^2}$ 演算を行うさらなる演算ユニット412が設けられて、 L の長さを有する部分、すなわち図3に示す同一セクション300について決定された周波数シフトから、MCMシンボル全体の周波数シフトを導出する。

【0068】例えば建造物密度が高いことから、反射の強いチャネルの場合、上述した相関は、適した周波数粗同期を得るには不十分であることがある。したがって、本発明の第3の実施形態によれば、第2の実施形態により相関された2つの部分の対応する値を、参照シンボルの前記2つの同一シーケンスに対応する格納された所定の参照パターンに対応する値で重み付けすることができる。この重み付けにより、周波数オフセットを正確に決定する確率を最大化することができる。この重み付けの数学的表現は、次のようなものである。

【0069】

【数20】

クション間の相関を行う。

【0073】相関器406の出力を相関器426の出力で乗算する乗算器428が設けられる。乗算器428の出力は、独立変数演算ユニット408に接続される。乗算器の出力は、独立変数演算ユニット408、乗算器410、および演算ユニット412に順に加えられる。これらユニットの動作モードは、図5に示す対応ユニットの動作モードに対応する。

【0074】周波数領域において、本発明の第3の実施形態による周波数粗同期を行う装置の代替構造を図7に示す。図7に示すように、高速フーリエ変換器440が、デマルチプレクサ404と相関器442の間に設けられると共に、高速フーリエ変換器444が、デマルチプレクサ424と相関器426の間に設けられる。相関器442および446の出力は、乗算器445に接続される。乗算器445の出力は、最大検索ユニット447に接続される。最後に、 $e^{-j\pi\Delta f_{MCM}^2}$ 演算を行うユニット448が設けられる。このユニット448の出力は、周波数粗同期装置の出力を表す。

【0075】周波数領域で周波数粗同期を行う場合、追加の高速フーリエ変換器を設けるのではなく、周波数粗同期の検出の開始時に既存のFFTを利用することが可能である。

【0076】精細な周波数粗同期が有用である場合等では、上述した周波数粗同期に続いて、精細な周波数粗同期

を行うことが可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による周波数粗同期ユニットを備えるMCM伝送システムの概略的な概観を示す。

【図2】本発明による周波数粗同期を例示するための、概略ブロック図を示す。

【図3】2つの同一シーケンスを含む参照シンボルの模式図を示す。

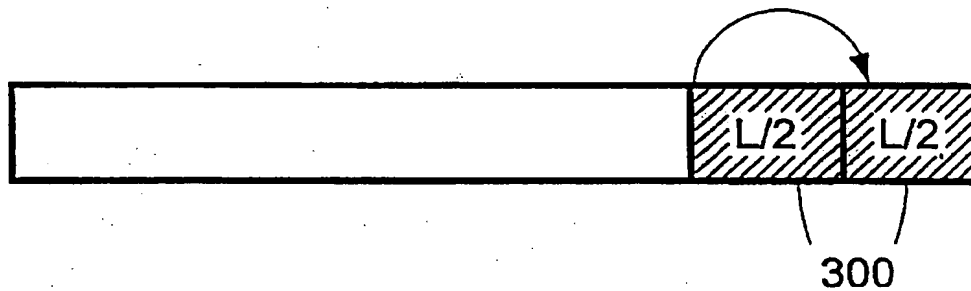
【図4】フレーム構造を有する典型的なMCM信号の模式図を示す。

【図5】周波数粗同期ユニットの実施形態のブロック図を示す。

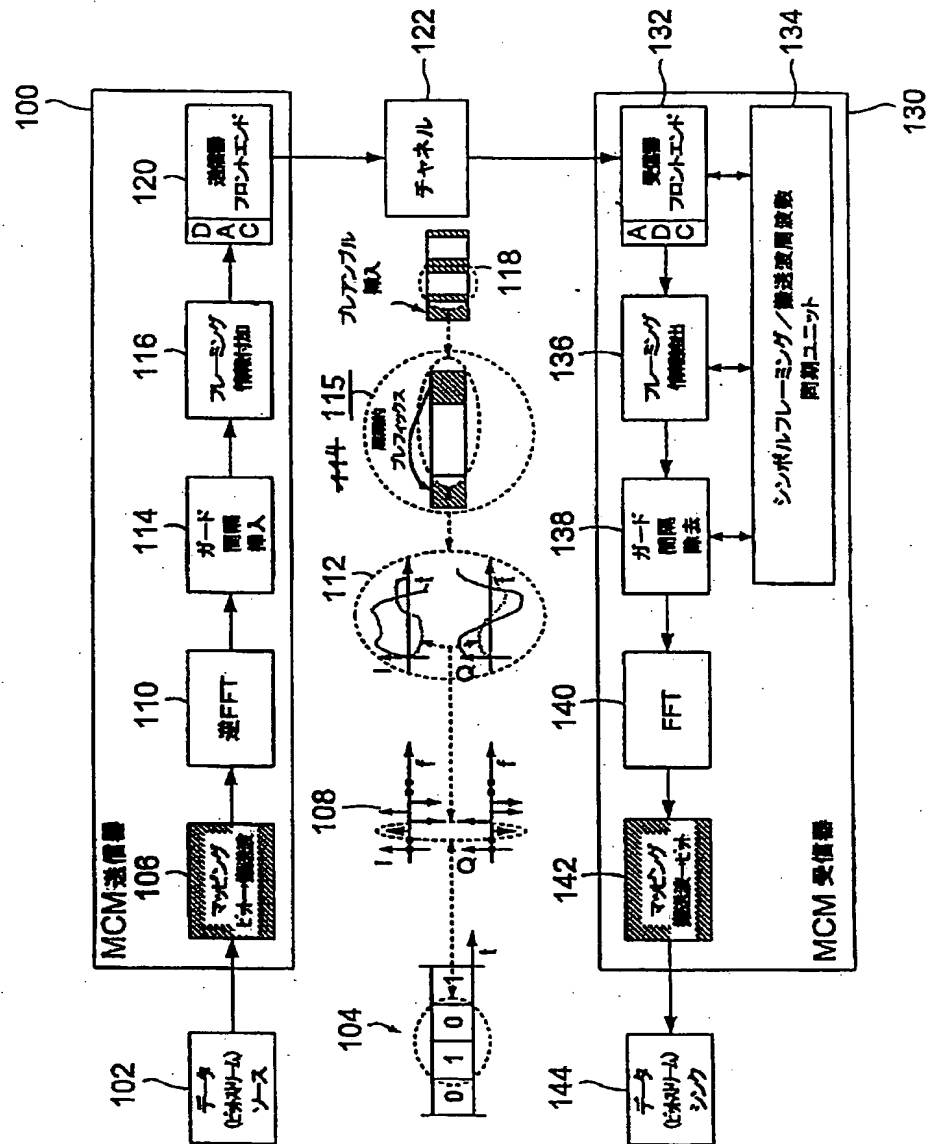
【図6】周波数粗同期ユニットの別の実施形態のブロック図を示す。

【図7】周波数粗同期ユニットのさらに別の実施形態のブロック図を示す。

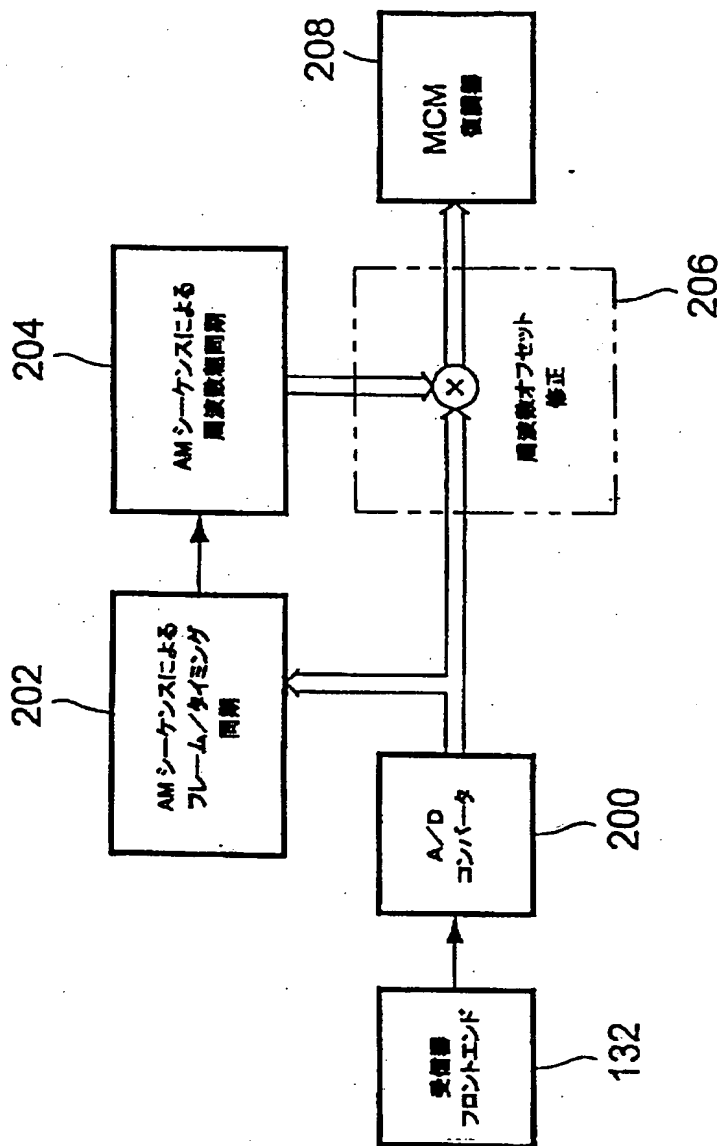
【図3】



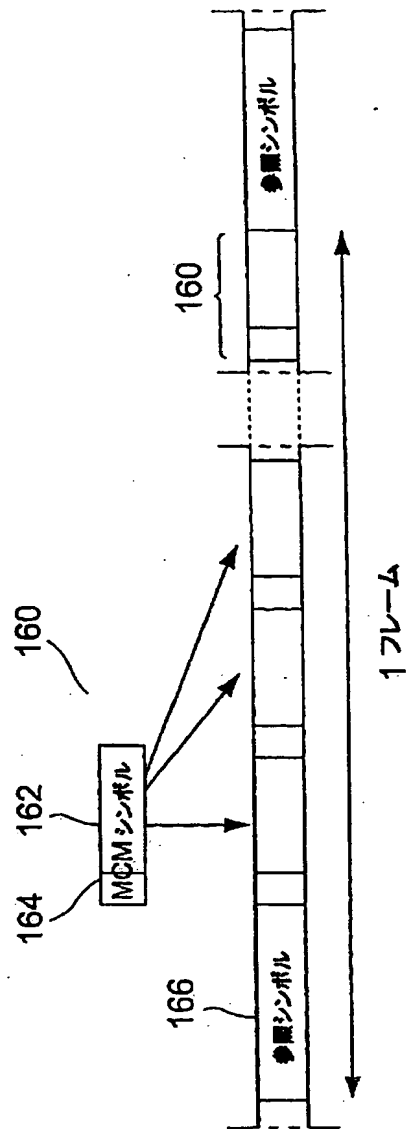
【図1】



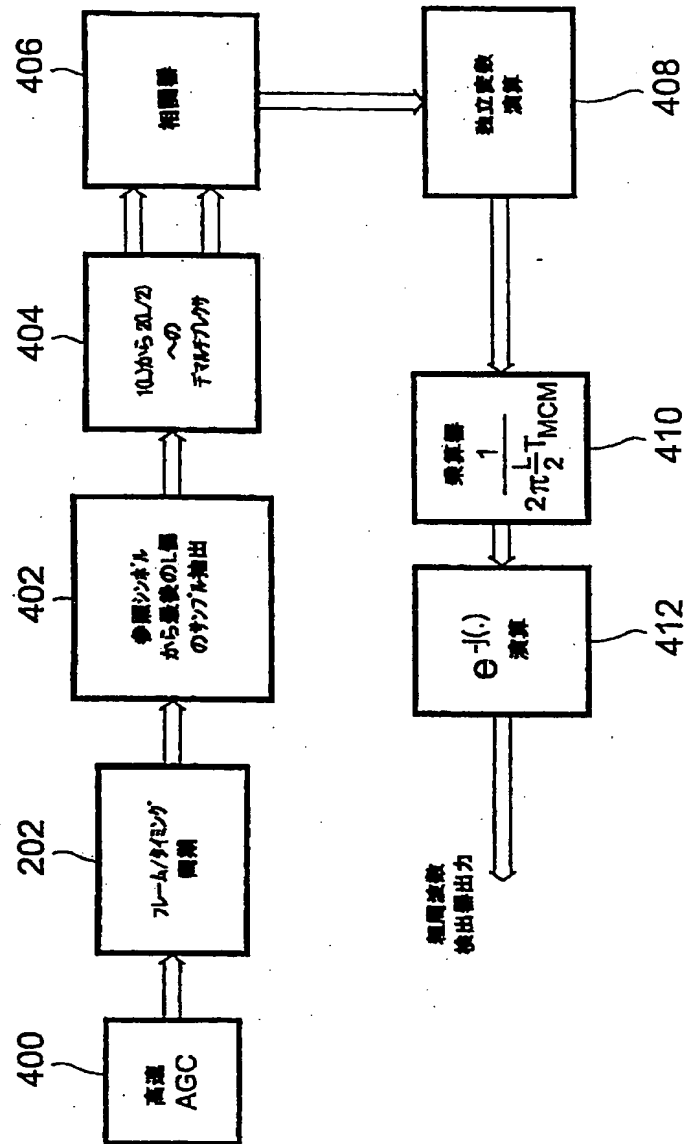
【図2】



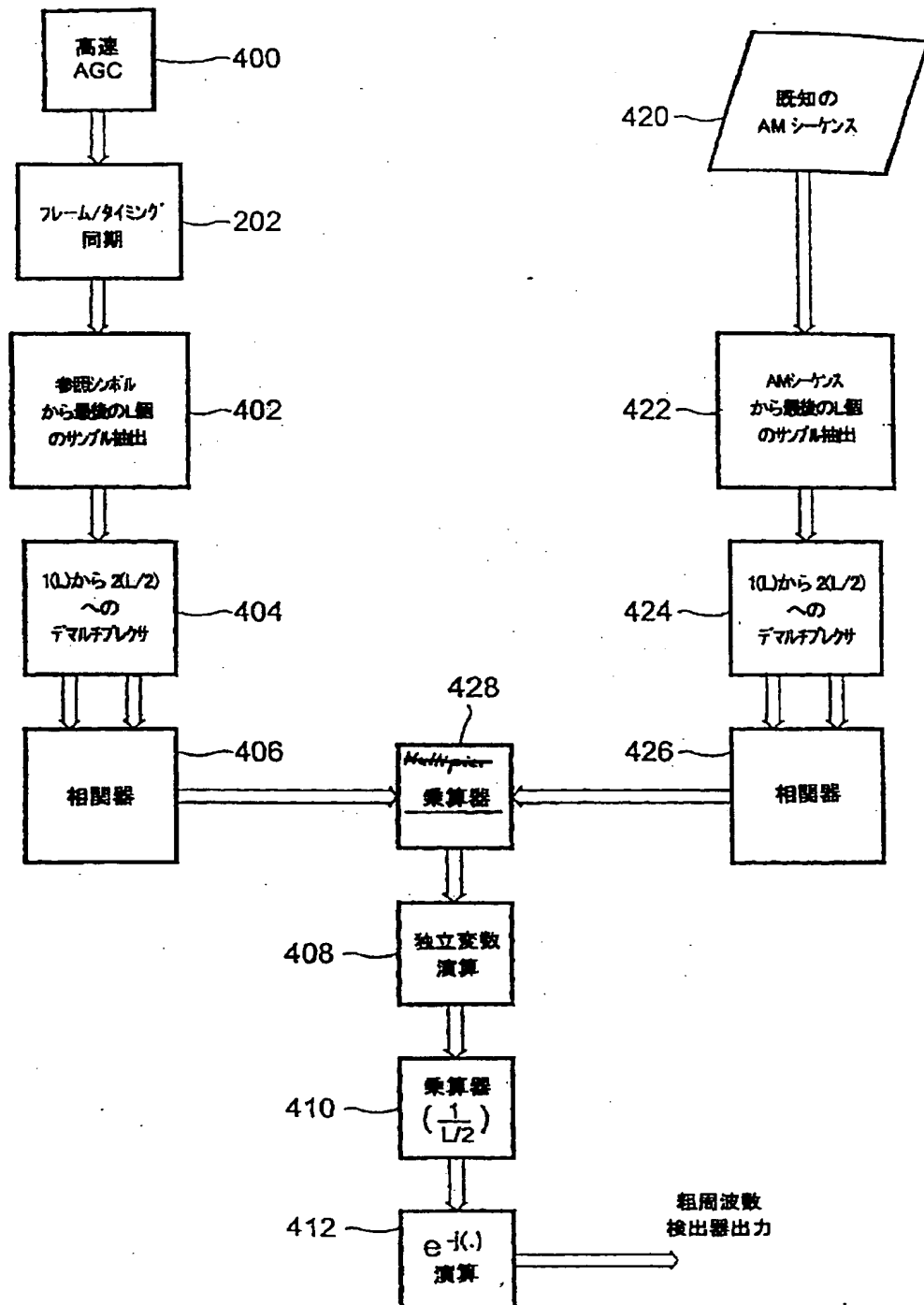
【図4】



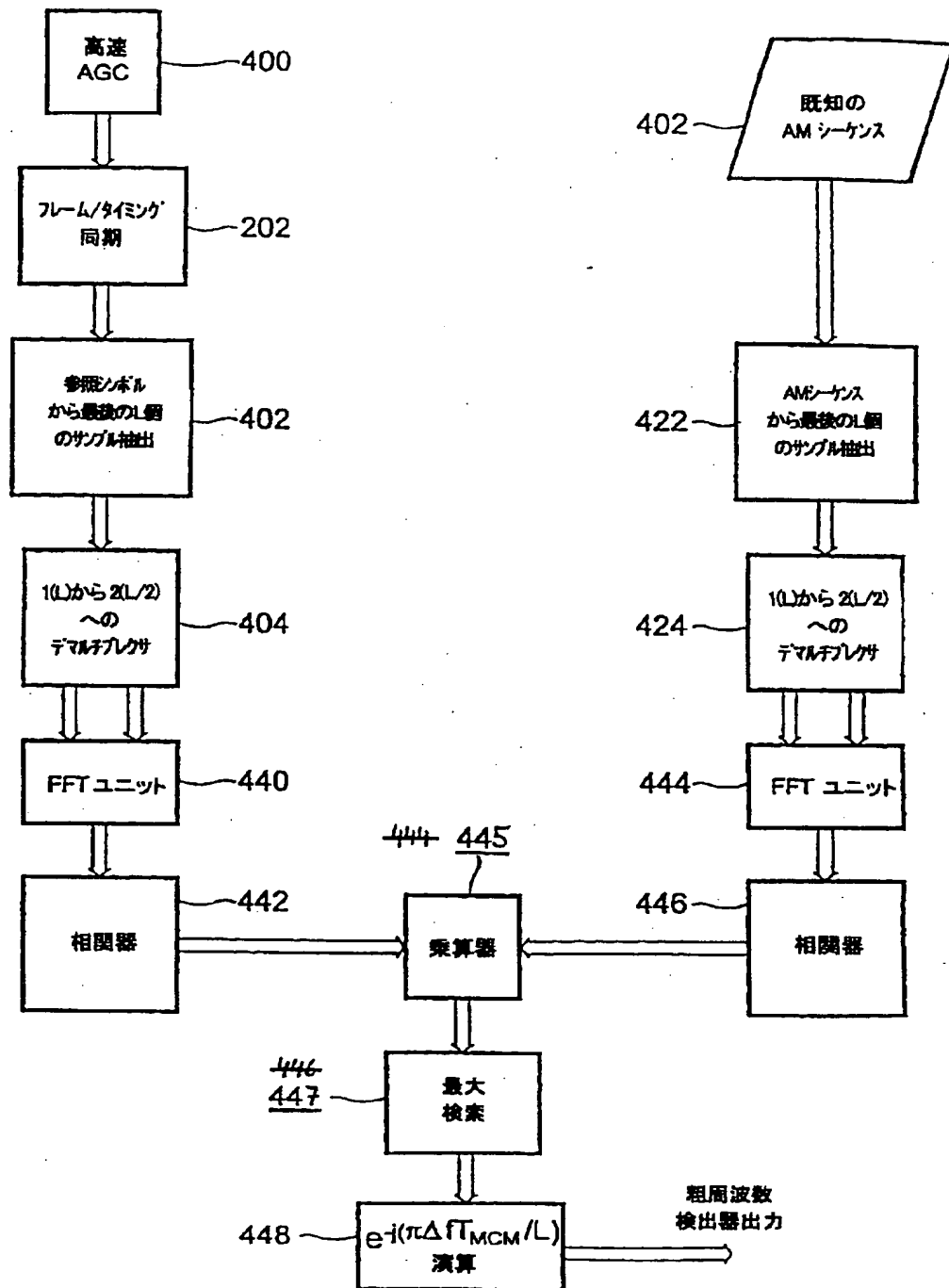
【図5】



【図6】



【図7】



フロントページの続き

- (72)発明者 バドリ, サバー
ドイツ, エルランゲン ディー—91058,
ゼバルドゥシュトラーク 8
- (72)発明者 リップ, シュテファン
ドイツ, エルランゲン ディー—91058,
シュティンヴェク 9 エー
- (72)発明者 ブッフホルツ, シュテファン
ドイツ, ミュンヘン ディー—81447,
ケルシュラッシャー シュトラーク 8
- (72)発明者 ヒューバーガー, アルベルト
ドイツ, エルランゲン ディー—91056,
ハウゼッカーヴェク 18
- (72)発明者 ゲルホイザー, ハイנטツ
ドイツ, ヴァイシェンフェルト ディー—
91344, ザウグンドルフ 17

- (56)参考文献 特開 平8—251135 (J P, A)
鬼沢武他, 高速無線LAN用OFDM
変調方式の同期系に関する検討, 電子情
報通信学会技術研究報告, 日本, 社団法人
電子情報通信学会, 1998年12月 3
日, Vol. 97 No. 489, p. 137—
142
Timothy M. Schmid
l, Donald C. Cox, Low
—Overhead, Low—Comp
lexity [Burst] Synch
ronization for OFD
M, Proc. of ICC' 96, 1996
年, p. 1301—1306

- (58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)
H04J 11/00